

如果按上面的设计流程,所有磁性元件的初始设计不超过 30min 就可以完成了。请参考后面附录 D 中所列出来的磁心制造厂商网址,从那里可以下载到所需的资料信息。

### 3.5.2 确定磁心的尺寸

每一个制造厂商都用自己不同的方法来确定磁心尺寸。有些是用图表的方法,有些只是简单地说明在特定的应用场合下各种磁心可以传递的能量,还有些是用含义模糊的式子来说明,这些式子采用不同的工程单位,会使人困惑。下面介绍估计初始磁心尺寸的两方法。

下面的方法,有两种形式。第一种是用表格表示功率与磁心尺寸的对应关系。如果绕组不多或不太复杂时,这是个较好的估计方法。第二种是计算的方法。这种方法有些“模糊的成分”在里面,需考虑绕组的数目等。这两种方法的结果只能看成是估计值。因此在订购磁心时,在订购计算出来的磁心基础上,同时订购比这个尺寸大一号的磁心,这样可以避免当发现计算出来的磁心偏小时,再重新去订购。

对于某个应用场合来说,选择磁心尺寸要考虑五个主要因素:

<b>因素:</b>	<b>影响的参数:</b>
输出功率	$A_c$ (磁心横截面积)
磁通是双象限的,还是单象限的	$A_c$ (磁心横截面积)
输入电压	$A_w$ (磁心窗口面积)
绕组数目	$A_w$ (磁心窗口面积)
绕线方式	$A_w$ (磁心窗口面积)

磁性元件设计时还要考虑一些别的因素,比如各个绕组要求的漏感范围、静电屏蔽等(见附录 D)。这些因素都会影响最终磁性元件的大小和成本。

#### 磁心尺寸选择方法 1

根据应用场合,确定功率是在表 3-4 中的哪个功率范围内。从符合要求的磁心制造厂商中,选择尺寸最接近或稍大一点的磁心,然后订购这些样品(见表 3-4)。

表 3-4 输出功率与大致的磁心尺寸的关系

输出功率/W	MPP 环形 磁心直径/ [in/ (mm)]	E-E、E-L 等磁心 (每边) / (in/ (mm))
< 5	0.65 (16)	0.5 (11)
< 25	0.80 (20)	1.1 (30)
< 50	1.1 (30)	1.1 (30)
< 100	1.5 (38)	1.8 (47)
< 250	2.0 (51)	2.4 (60)

#### 磁心尺寸选择方法 2

这种方法首先假设变压器是单绕组。每增加一个绕组并考虑安全规程要求,就需增加绕线面积和磁心尺寸。它将综合影响磁心的“窗口利用因数”。在确定

基本的单绕组电感磁心尺寸时，可用这个窗口利用因数来调整。

第一步是确定单绕组电感的磁心尺寸。这可以通过式 (3-15) 来求得。

$$W_a A_c = \frac{0.68 P_{out} d_w \times 10^3}{B_{max} f} \quad (3-15)$$

式中  $d_w$ ——一次绕组的导线截面积，单位为 cir mil (圆密耳) 或  $\text{in}^2$  (见附录 E 中的导线规格表)；

$B_{max}$ ——工作时最大的磁通密度，单位为 G；

$f$ ——工作频率；

$P_{out}$ ——电源的总输出功率。

用 MKS (米-千克-秒) 制时，使用下面公式：

$$W_a A_c = \frac{0.68 P_{out} d_w}{B_{max} f} \quad (3-16)$$

式中  $d_w$ ——一次绕组的导线截面积，单位为  $\text{cm}^2$  (见附录 E 中的导线规格表)；

$B_{max}$ ——工作时最大的磁通密度，单位为 T；

$f$ ——工作频率，单位为 Hz；

$P_{out}$ ——电源的总输出功率，单位为 W。

接下来要确定窗口利用因数，然后计算总的窗口利用因数。窗口利用因数可以从表 3-5 中得到。

表 3-5 变压器窗口利用因数

变压器情况	窗口利用因数
反激式变压器	1.1
一个二次绕组	1.2
两个或多个二次绕组	1.3 } 或
相互隔离的二次绕组	1.4 } 或
满足 UL 或 CSA 标准	1.1 } 或
满足 IEC 标准	1.2 } 或
法拉第屏蔽	1.1

可以用下面式子把这些独立的窗口利用因数综合起来：

$$K_{net} = K_a K_b \dots \quad (3-17)$$

最后从下面式子可以得到变压器磁心的估计尺寸：

$$W_a A'_c = K_{net} W_a A_c \quad (3-18)$$

在美国，结果是用英寸<sup>4</sup> ( $\text{in}^4$ ) 来表示的，而对于一个使用公制的系统是用米<sup>4</sup> ( $\text{m}^4$ ) 来表示。这两种单位制的转换如下：

$$1\text{m}^4 = 2.402 \times 10^6 \text{in}^4 \quad (3-19a)$$

$$1\text{in}^4 = 4.162 \times 10^{-7} \text{m}^4 \quad (3-19b)$$

有些磁心制造厂家的数据手册给出了磁心参数  $W_a A_c$ ，这和上面的计算公式是一致的。要选择最接近或稍大一点的磁心。

也可以根据磁心制造厂家确定磁心尺寸的方法进行变压器设计。其实本阶段

变压器的设计只是一个粗略的估计。

### 3.5.3 正激式变压器的设计

正激式变压器有两个主要的作用：第一、实现输入和输出之间的电隔离；第二、升高或降低经脉宽调制以后的交流输入电压幅值。下面介绍正激式变压器设计的流程。

正激式变压器除了磁心材料本身磁化的一小部分能量外，是不存储能量的。在进行变压器粗略设计的时候，只有两个需要考虑的重要事项：

1. 在电源的整个工作范围内，磁通密度的峰值  $B_{\max}$  不能接近或进入磁饱和。
2. 最终的绕组是否能提供足够精确的输出电压，以满足设计要求？

绕组的绕制过程中，其他一些考虑事项也是很重要的，包括绕组损耗、漏感、屏蔽和物理空间。现在先不考虑这些事项。

第一步，确定一次绕组需要的匝数。这时，要用到从选定的磁心和磁性材料的数据手册中查到的参数，同时，磁通密度的最低值也应该确定下来（参见附录 D）。用 CGS 制时，一次绕组匝数可以用下式确定：

$$N_{\text{pri}} = \frac{V_{\text{in}(\text{nom})}}{4/B_{\max} A_c} \times 10^8 \quad (3-20a)$$

式中  $A_c$ ——所用磁心的有效横截面积，单位为  $\text{cm}^2$ ；

$V_{\text{in}(\text{nom})}$ ——典型的输入工作电压，单位为 V；

$B_{\max}$ ——最大的工作磁通密度，单位为 G ( $\text{Wb}/\text{cm}^2$ )。

在 MKS 制（米-千克-秒，欧洲）中为

$$N_{\text{pri}} = \frac{V_{\text{in}(\text{nom})}}{4/B_{\max} A_c} \quad (3-20b)$$

式中  $A_c$ ——所用磁心的有效横截面积，单位为  $\text{m}^2$ ；

$V_{\text{in}(\text{nom})}$ ——典型的输入工作电压，单位为 V；

$B_{\max}$ ——最大的工作磁通密度，单位为 T ( $\text{Wb}/\text{m}^2$ )。

有些磁心公司使用第三种单位制：毫特斯拉 (mT) 和毫米 (mm)，如日本的公司。

$$N_{\text{pri}} = \frac{V_{\text{in}(\text{nom})}}{4/B_{\max} A_c} \times 10^9 \quad (3-20c)$$

式中  $A_c$ ——所用磁心的有效横截面积，单位为  $\text{mm}^2$ ；

$V_{\text{in}(\text{nom})}$ ——典型的输入工作电压，单位为 V；

$B_{\max}$ ——最大的工作磁通密度，单位为 mT ( $\text{Wb}/\text{mm}^2$ )。

根据一次绕组匝数，就可以确定二次绕组的匝数。

接下来我们要确定输出功率最大的二次绕组匝数。输出整流器的压降是不能忽略的，于是二次绕组匝数用下式确定：

$$N_{\text{sec}} = \frac{1.1 (V_{\text{out}} + V_{\text{fwd}})}{N_{\text{pri}} V_{\text{in}(\text{min})} DC_{\max}} \quad (3-21)$$

式中  $V_{\text{fwd}}$ ——预计的输出整流器的正向压降；

$DC_{\text{max}}$ ——预先估计的最大占空比（0.95 是比较好的）；

$V_{\text{in}(\text{min})}$ ——预期的输入电压最小值。

用这个公式可以算出在预期的最小输入电压值下需要的二次绕组匝数。如果输入电压低于这个值时，调节器将失去调节作用。

下一步是根据上面设计的第一个二次绕组匝数来设计其余的二次绕组匝数。所依据的公式是：

$$N_{\text{sec}(n)} = \frac{(V_{\text{out}(n)} + V_{\text{D}}) N_{\text{sec}(1)}}{V_{\text{out}(1)} + V_{\text{D}}} \quad (3-22)$$

式中  $V_{\text{out}(n)}$ ——另外的输出电压；

$V_{\text{D}}$ ——预计的输出整流器的正向压降。

这样算得的匝数通常不是整数，但大多数磁心只能绕整数匝，因此要取最接近的整数来近似。这会导致输出电压误差增加。我们就要核对这个误差是否会超出所要设计的电源容许的范围。比较原来每匝电压值与取整后每匝输出电压。如果有些输出电压误差太大，首先考虑换一种具有更高或更低正向导通压降的整流器。如果输出电压还不满足要求，就可以在原来的输出绕组上增加一匝线圈，并重新计算加匝后输出的电压值，同时检查误差是否在可以接受的范围内。如果这样修改后，结果仍无法接受，只好回到最开始的地方，重新增加一次绕组匝数，然后重新计算二次绕组匝数。要记住，增加一次绕组匝数可以使磁通密度朝小的方向调整，但是可能会使电源在较低的输入电压时，输出无法达到额定的电压。这种反复设计的过程一直要到所有的输出电压与所要得到的“理想”输出电压的误差可以接受为止。设计者要知道，一定的输出电压误差总是存在的。

下一步要考虑怎样安排二次绕组。也就是二次侧是否需要隔离，用中间抽头还是不用中间抽头，是否要用自耦变压器式的二次侧。在自耦变压器中较低的电压输出端的绕组是共用的（见图 3-18）。

值得一提的是，流过具有中间抽头绕组上半个绕组或下半个绕组的电流只有连续电流的一半，所以导线的横截面积也只要一半就够了。另外，流过自耦变压器下端绕组的电流不止一路输出电流，所以需要调整下端绕组的导线规格。

最后，设计者要验证绕组匝数和导线规格是否符合磁心的窗口面积。先求每个绕组的面积，它等于该绕组的匝数乘上导线的截面积。绕组总截面积为各绕组截面积之和。然后检查总的面积是否超过相应的磁心或骨架的窗口面积。

$$W_{\text{a}} = k \sum (N_i A_{\text{wi}}) \quad (3-23)$$

式中， $k$  取 1.2~1.4 之间的值，这是考虑到绕组余量和绝缘层的缘故。

最后一步设计是变压器的物理绕制方法，这部分可参考 3.5.8 节。

#### 3.5.4 反激式变压器的设计

反激式变压器的工作与正激式变压器不同。正激式变压器两边的绕组是同时流过电流的，而反激式变压器先是通过一次绕组把能量存储在磁心材料中，一次

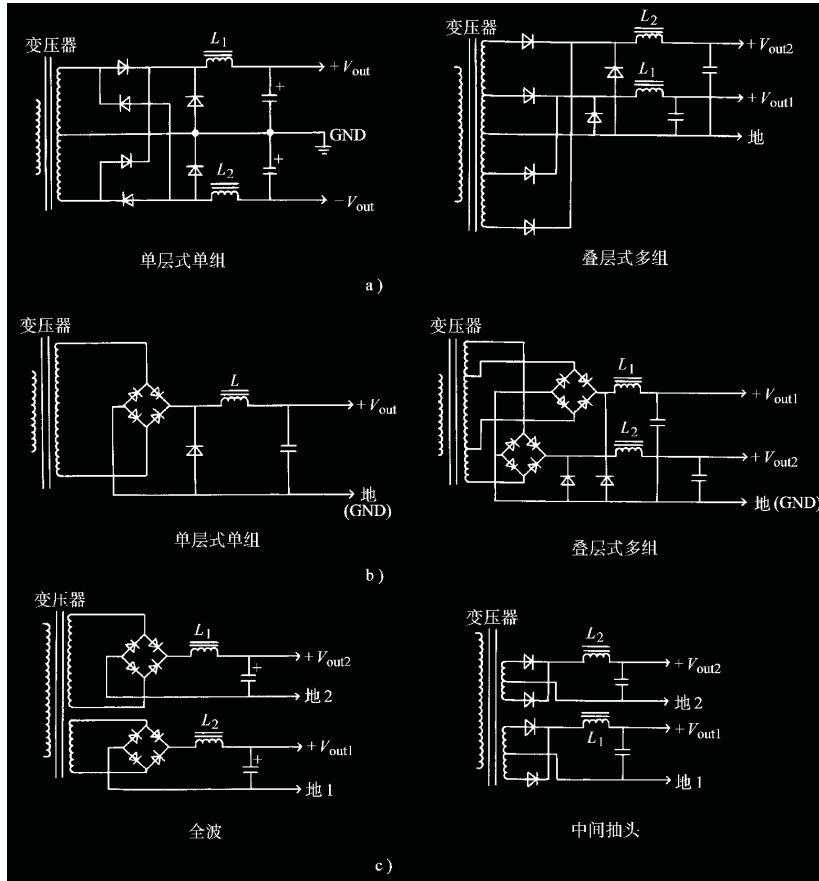


图 3-18 正激式变压器二次绕组的安排  
a) 带中间抽头的二次绕组 b) 全波二次绕组 c) 相互隔离的二次绕组

侧关断后再把能量传到二次回路。因此，典型的变压器阻抗折算和一次、二次绕组匝数比关系不能在这里直接使用。这里的主要物理量是电压、时间、能量。

在进行设计时，在黑箱估计阶段，应先估计出电流的峰值。磁心尺寸和磁心材料也要选好（参见附录 D）。这时，为了变压器能可靠工作，就需要有气隙。

刚开始，在开关管导通时把一次绕组看作是一个电感器件，并满足式 (3-24)。

$$I_{pk} = \frac{V_{in} T_{on}}{L_{pri}} \quad (3-24)$$

把  $L_{pri}$  移到左边， $T_{on}$  用  $T_{on} = \alpha_{max} / f$  代到上式中，用已知的电源工作参数，通过式 (3-25) 就可以算出一次最大电感

$$L_{pri} = \frac{V_{in(min)} \alpha_{max}}{I_{pk} f} \quad (3-25)$$

式中  $\delta_{\max}$ ——最大占空比（通常为 50% 或 0.5）。

这个电感值是在输入最小工作电压时，电源输出仍能达到额定输出电压所允许选择的最大电感值。

在开关管导通的每个周期中，存储在磁心的能量为：

$$E_{\text{stored}} = \frac{L_{\text{pri}} I_{\text{pk}}^2}{2} \quad (3-26)$$

要验证变压器最大连续输出的功率能否满足负载所需的最大功率，可以使用下式：

$$P_{\text{in(ave)}} = \frac{1}{2} L_{\text{pri}} I_{\text{pk}}^2 f_{\text{sp}} > P_{\text{out}} \quad (3-27)$$

所有磁心工作在单象限的场合，都要加气隙。气隙的长度（cm）可以用下式近似（CGS 制（美国））：

$$l_{\text{gap}} \approx \frac{0.4\pi L_{\text{pri}} I_{\text{pk}}^2}{A_c B_{\text{max}}^2} \times 10^8 \quad (3-28a)$$

式中  $A_c$ ——有效磁心面积，单位为  $\text{cm}^2$ ；

$B_{\text{max}}$ ——最大磁通密度，单位为 G（ $\text{Wb}/\text{cm}^2$ ）。

在 MKS 系统（欧洲）中气隙的长度（m）为

$$l_{\text{gap}} \approx \frac{0.4\pi L_{\text{pri}} I_{\text{pk}}^2}{A_c B_{\text{max}}^2} \quad (3-28b)$$

式中  $A_c$ ——有效磁心面积，单位为  $\text{m}^2$ ；

$B_{\text{max}}$ ——最大磁通密度，单位为 T（ $\text{Wb}/\text{m}^2$ ）。

这只是估算的气隙长度，设计者应该选择具有最接近气隙长度的标准磁心型号。

磁心制造厂商为气隙长度提供了一个  $A_L$  的参数。这参数是电感磁心绕上 1000 匝后的数据（美国）。根据设计好的电感值，绕线的匝数可以用式（3-29）计算确定。

$$N_{\text{pri}} = 1000 \sqrt{\frac{L_{\text{pri}}}{A_L}} \quad (3-29)$$

式中  $L_{\text{pri}}$ ——一次电感量，单位为 mH。

如果有些特殊的带有气隙的磁心材料没有提供  $A_L$  的值，可以使用式（3-30）。注意不要混淆 CGS 和 MKS 两种单位制（G 和 cm 与 T 和 m）。

$$N_{\text{pri}} = \frac{B_{\text{max}} l_{\text{gap(actual)}}}{0.4\pi I_{\text{pk}}} \quad (3-30)$$

$N_{\text{pri}}$  代表的是最大的一次电感值，这个值就是在可以预计的最小输入电压下，在一个周期内能把所需能量存储到磁心的电感值。

现在就用式（3-31）来确定输出最大功率时的二次绕组匝数。

$$N_{\text{sec}} = \frac{N_{\text{pri}} (V_{\text{out}} + V_{\text{fwd}}) (1 - \delta_{\text{(max)}})}{V_{\text{in(min)}} \delta_{\text{(max)}}} \quad (3-31)$$

式中  $d_{(\max)}$ ——最大占空比 (通常为 50%)。

式 (3-31) 算出来的结果应该看作是最大的匝数, 因为匝数越多的话, 二次电感量也越大, 因此把磁心的能量释放完需要更长的时间。这样算出来的结果往往不是整数, 而很多磁心是不支持带小数的匝数, 这就要在磁心允许的范围选取最接近这个小数的整数。

确定其余输出绕组的匝数, 可以用设计正激式变压器的方法 [见式 (3-22)]。同样, 如果输出的电压值与理想的输出电压值的误差超标的话, 也需要进行反复设计。先把原来的二次绕组匝数拿掉一匝, 重新计算输出电压 (包括整流桥的正向压降)。最终, 输出电压总是会有些误差存在的。

现在要考虑二次绕组的安排了。设计者可能会选用自耦变压器式的二次绕组 (也就是低压绕组的绕线是共用的) 或隔离式二次绕组。由于反激式的二次侧是半波整流的, 所以非中间抽头的绕组或全波整流桥是不能用的 (见图 3-19)。一旦要设计的二次绕组的绕法确定后, 就要检查磁心的窗口面积是否能装下这个绕组。这同样也可以按式 (3-23) 来检验。

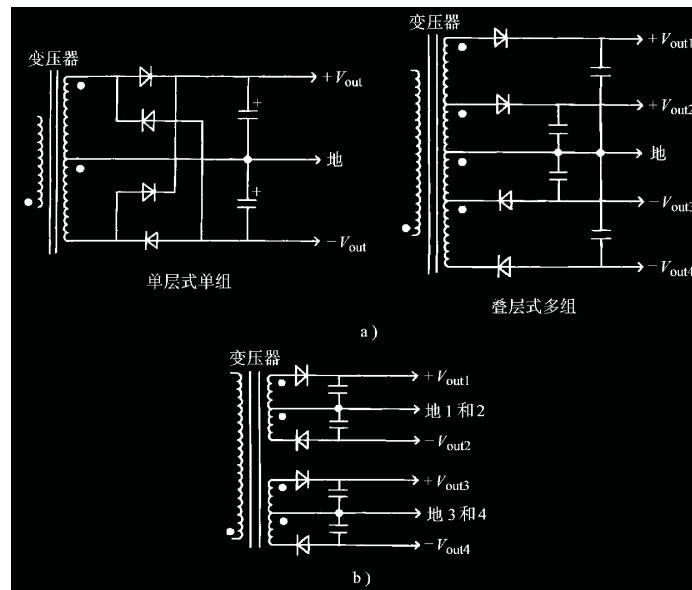


图 3-19 反激式变压器二次绕组的安排  
a) 有中间抽头的二次侧 b) 相互隔离的二次侧

在反激式变换器中, 变压器的物理结构设计也是比较苛刻的。如果设计不当, 会产生电压尖峰, 这会影响半导体器件的可靠工作 (见 3.5.8 节)。

### 3.5.5 正激式滤波扼流圈的设计

正激式滤波扼流圈就是正激式变压器的每个输出端上的滤波电感。它的目的

是当开关管关断时，为负载存储能量。电气上的作用就是把开关方波脉冲积分成直流电压。

滤波电感的设计比较简单。首先要选好磁心。通常这种场合用钼镍铁合金 (mopemalloy) 磁环，这是因为这种材料本身内部有气隙。当然用有气隙的铁氧体磁心也是可以的。如果要用有气隙的铁磁心，请参照 3.5.2 节单匝绕组电感的磁心尺寸设计方法进行设计。下面就是采用钼镍铁合金磁环进行滤波电感设计的步骤。

首先用式 (3-32) 确定输出所需的最小电感

$$L_{\min} = \frac{(V_{\text{in}(\max)} - V_{\text{out}}) T_{\text{on}(\text{est})}}{1.4 I_{\text{out}(\min)}} \quad (3-32)$$

式中  $V_{\text{in}(\max)}$ ——对应的输出端上整流器后的最高峰值电压；

$V_{\text{out}}$ ——输出电压；

$T_{\text{on}(\text{est})}$ ——估计的最大输入电压下，开关管导通时间 ( $1/f_{\text{q}}$  的 30% 是比较好的估计)；

$I_{\text{out}(\min)}$ ——预先知道的输出端上负载最小电流。

这个值就是电感的最小值，如果低于这个值，在输出端上流过最小额定负载电流时，电感电流会发生断续。

对钼镍铁合金磁环来说，可以通过计算存储在磁心中的能量平均值来估计需要的磁心尺寸。能量的平均值用式 (3-33) 计算。

$$E_L = L I_{\text{out}(\text{av})}^2 \quad (3-33)$$

参考图 3-20，确定  $x$  轴的位置，在这个位置上垂直上移，直到和第一条曲线相交。然后水平看过去，读出磁心型号。参考该型号的数据手册，查到这个磁心的  $A_L$  值，设计者就可以根据式 (3-29) 计算出所需的绕组匝数。总之，通过电感的电流平均值越大的话，就使用越低的磁导率的 MPP 磁心材料。

接下来检查磁环的窗口面积是否能绕下这些匝数。绕组占用磁环窗口面积的百分比由下式决定：

$$\% \text{window} = \frac{N A_{\text{wire}}}{A_{\text{window}}} \times 100 \quad (3-34)$$

式中  $A_{\text{wire}}$ ——绕组导线的横截面积 (参考附录 F 中的导线规格表) ( $\text{in}^2$  或  $\text{m}^2$ )；

$A_{\text{window}}$ ——磁环可以提供的绕线面积 (窗口面积) ( $\text{in}^2$  或  $\text{m}^2$ )；

$N$ ——绕组匝数。

如果这个值为 40% ~ 50%，那么绕组占的窗口面积太大了。这是因为绕线梭要从余下的空间中穿过，如果余下的窗口空间小于 50%，绕线梭就无法穿过。解决的办法是选用尺寸更大的磁心或把导线的线径减小一号。后一种方法会因为铜损的增加而使电感发热量增加。

最后，如果电源在高频下工作，并且流过滤波器的电流较大，则可以考虑用编织线 (litz wire)。这是因为编织线是由很多细的导线绞成一股的，集肤效应小。对于相同导电截面积，编织线的直径要比单股线要大。



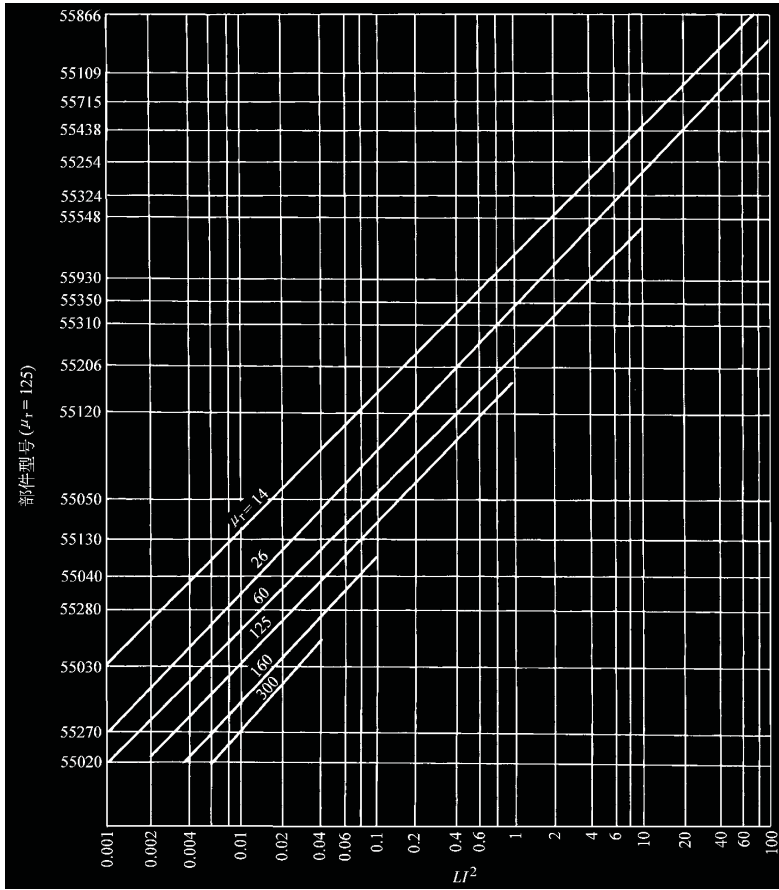


图 3-20 直流偏置磁心选择曲线 ( $L$  为电感量, 单位为 mH;  $I$  为直流电流, 单位为 A) (Magnetics 公司惠允)

### 3.5.6 相互耦合的正激式滤波扼流圈的设计

在多组输出的正激式变换器中, 输出电压互补时 (如  $+/-5V$  等), 可以把扼流圈做在同一个磁心上 (见图 3-21)。这样做有一些好处: 可以节省空间, 提高输出的交叉调整性能, 每个输出端电压的纹波也比较理想。

首先要选好磁心的类型和材料, 这部分与单输出滤波扼流圈的设计相同。可以用钼镍铁合金磁环 (见 3.5.5 节) 或用铁氧体磁心 (见 3.5.2 节)。对于钼镍铁合金磁环, 确定需要的磁心尺寸, 把两个输出负载的电流叠加起来后, 选用符合这个电流要求的导线规格, 并用式 (3-33) 计算

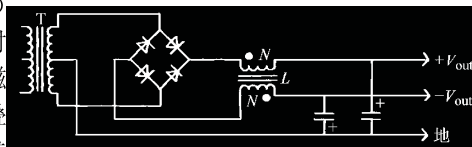


图 3-21 相互耦合输出滤波扼流圈

磁环大小。所需的磁心窗口面积设为单绕组扼流圈时的两倍。

扼流圈的绕组匝数是由最小的电感值和最小输出电流下所需的匝数确定的。这两个值可以用式 (3-32) 和式 (3-29) 来计算。另一个绕组的匝数与该绕组相同。

这两个绕组要用**双绞线**，也就是在把导线绕到磁心或骨架上之前，先把它们绞在一起，这就保证它们的匝数是一样的，相同的匝数对扼流圈的工作是很重要的。对于 #22 AWG (AWG 为美国线规) 导线来说，每英寸绞三圈，这种绞合程度是比较合适的。线径越大，绞合程度越低。

两个绕组产生的磁通在磁心中叠加在一起。由于绕组一样 (如绕线方向相同)，两组电源的输出极性相反，所以同名端要标在电感的两端 (见图 3-21)。如果把绕组的极性接错的话，这两个绕组互相影响，会使整个电源损坏。

滤波扼流圈的磁心上可以绕上更多的绕组，但是这里不推荐这种做法。如果绕组的匝数不准确，每组输出匝数误差一匝，就会使电源的效率损失约 1%。建议每对互补输出端共用一个耦合滤波电感，并采用 3.9 节所介绍的输出交叉检测方法。

### 3.5.7 直流滤波扼流圈的设计

直流滤波扼流圈安装在开关电源的输出侧，以进一步抑制开关电源输出的电压和电流纹波。它也可以应用在总线型输入的开关电源，如电池和分布式电源系统中，用作开关电源的 EMI 滤波器。

流过直流滤波电感的电流是在一个直流电流上叠加了小的交流分量的电流。由于流过的直流电流比较大，因而需要加气隙。通常选择 MPP 磁环作磁心。这种磁心的材料中分布着气隙，因而有各种各样的磁导率。经验方法表明：通过电感的直流电流越大，所选的磁心磁导率要越低。

其实，直流 EMI 滤波器电感的设计比较简单。磁心制造厂商会为 MPP 磁心提供一张类似图 3-22 所示的“标准磁化曲线”。这里推荐使用磁导率低于 60 的磁心。

第一步确定所需的导线规格。这只要知道流过电感的平均直流电流就可以确定了，然后参考导线规格表 (见附录 E)，找出能够满足这个电流的导线规格。在这种情况下，没有必要使用绞合线，因为流过的交流量可以忽略。

下一步参考标准磁化曲线，选择一个合适的  $H$  值 [磁场强度，厘米-克-秒制，奥斯特 (Oe)]。这个值要低于磁化曲线上磁心材料的转折点，该转折点是由于磁饱和而使磁导率下降的点。从图 3-22 中可以看到，这个值取 200e 是比较好的。选择磁导率为 60 就可以得到合适的磁通密度。

接下来是一个反复设计的过程。选择 50% 左右的绕组因数是比较合适的。假设磁心上要绕 10 圈左右，把导线的横截面积乘以 10 作为绕线面积，然后参考磁心的数据手册，找到窗口面积比这个绕线面积大两倍以上磁心的。

对于初选磁心，用式 (3-35) 来计算要绕的匝数。

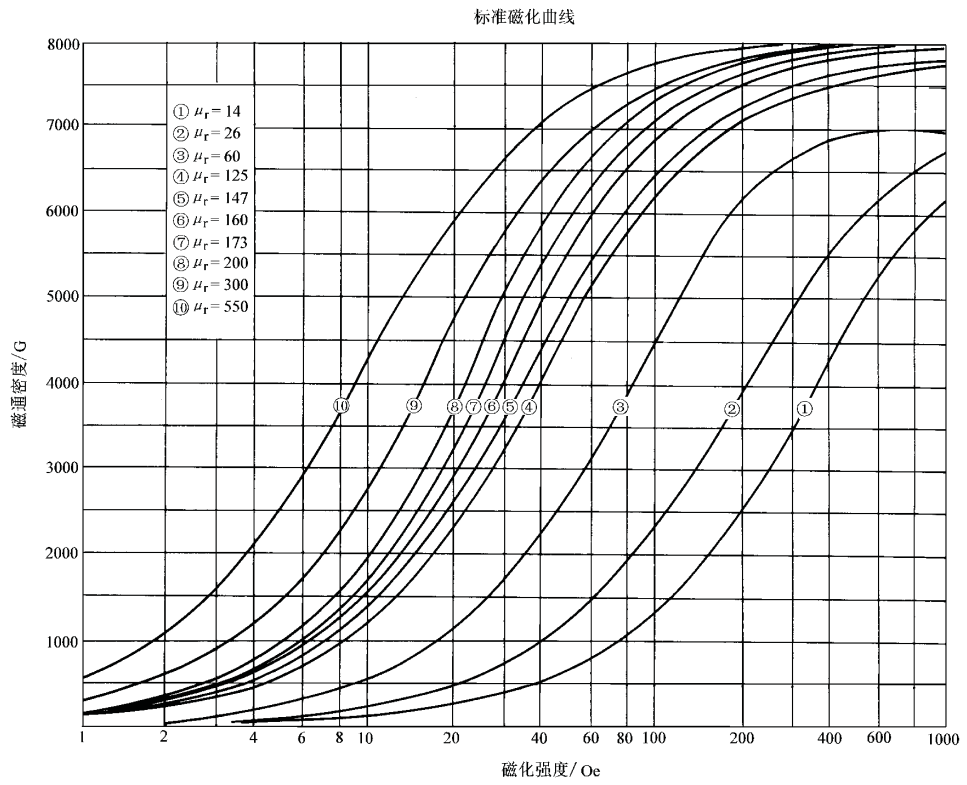
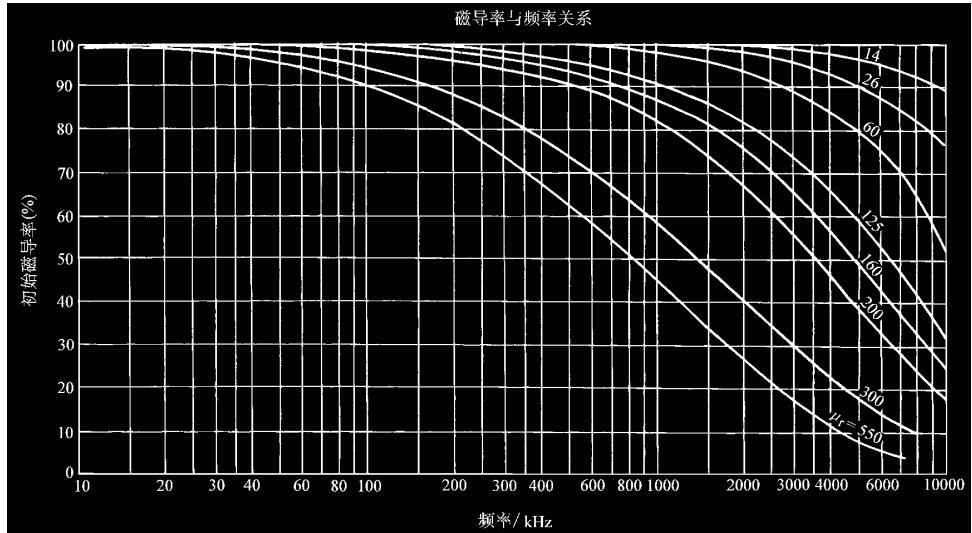


图 3-22 脉宽调制开关电源 (Magnetics 公司惠允)

$$N = \frac{Hl}{0.4\pi I_{av}} \quad (3-35)$$

式中  $H$ ——选择的磁场强度，单位为 Oe；

$l$ ——磁心的磁路长度，单位为 cm 或 m；

$I_{av}$ ——流过电感的平均电流，单位为 A。

检查绕组因数，核对磁心窗口面积的比例是否低于 50%，如果比 50% 大，就要选用大一号的磁心。在这种情况下，没有必要使用编织线，因为通过绕组的交流电流很小。

### 3.5.8 基极和栅极的驱动变压器

使用基极或栅极驱动变压器的目的是为了在控制电路与电位浮动的开关管之间进行隔离。它们的设计非常简单，但对整个开关电源的可靠性来说是至关重要的。

在设计基极或栅极驱动变压器时，有几个重要的因素要考虑：

1. 变压器的绝缘电压不低于两倍的输入电压。虽然变压器无需进行高压 (HIPOT) 试验，但若变压器存在绝缘问题，一旦开关管损坏时，就会造成控制电路的损坏。

2. 变压器匝数比一般为 1:1，如果采用别的匝数比，要注意输出电压不能超过开关管的雪崩击穿电压。

3. 应采用一次二次耦合得比较好的绕线方法。如果耦合不好，隔离的开关管开关速度要比接地的开关管速度慢。

基极或栅极驱动变压器的设计与正激式变压器的设计类似。对于单象限的驱动 (见图 3-23a)，驱动电路与变压器、变压器输出与开关管之间要加隔直电容。这些隔直电容值至少要大于所选开关管栅极和源极间电容值的 10 倍。这是因为隔直电容形成的电压与开关管栅极与源极间的电容进行分压，将会减小驱动电压。对于双象限输出 (见图 3-23b)，输入隔直电容可以省略。

输出耦合电容后面要加一个直流钳位电路，使驱动电压的参考地与功率开关管源极接在一起。耦合电容要足够大，这样保证加到栅极的驱动脉冲不会发生电压跌落。

另外，要记住正激式变压器的阻抗会从一边反射到另一边。这就意味着如果一次侧的驱动是单端驱动 (有源开通，无源关断) 的话，功率开关管的关断会很慢。如果采用图腾柱驱动 (即推挽式驱动) 输出变压器一次侧，可以加快功率开关管的响应。

驱动变压器可以用铁氧体磁环或 E 型磁心，由于隔直电容保证变压器工作在双象限，所以不需要加气隙。高磁导率的磁心也适合在这种情况下使用。导线选用 # 32 ~ # 36AWG。磁心尺寸大概是 0.4 ~ 0.6in (10 ~ 15mm)。

$B_{max}$  大概取在温度为 100°C 时饱和磁通密度  $B_{sat}$  的一半。 $B_{max}$  在 1800 ~ 2500G (0.18 ~ 0.25T) 之间比较合适。用式 (3-36a) 和式 (3-36b) 来确定一次绕组匝数。

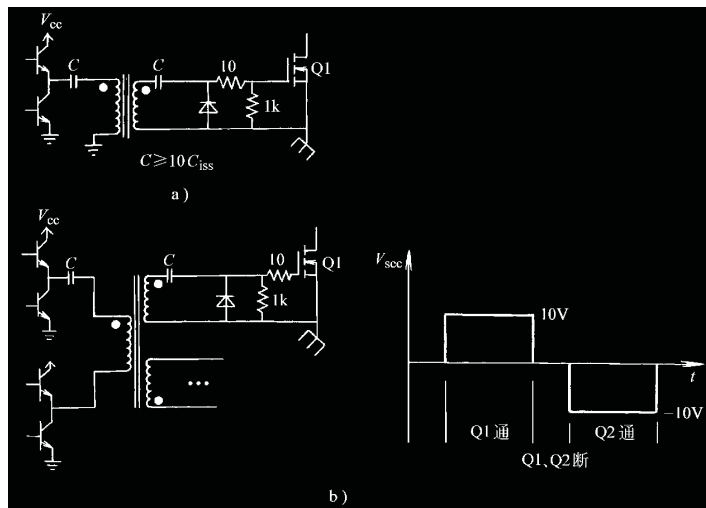


图 3-23 变压器耦合的基极和栅极驱动电路例  
a) 单个 MOSFET 驱动电路 b) 双 MOSFET 驱动电路

$$N_{\text{pri}} = \frac{V_{\text{cc}}}{4fB_{\text{max}}A_c} \times 10^8 \quad (3-36a)$$

式中,  $A_c$  单位为  $\text{cm}^2$ ,  $B_{\text{max}}$  单位为 G。

$$N_{\text{pri}} = \frac{V_{\text{cc}}}{4fB_{\text{max}}A_c} \quad (3-36b)$$

式中,  $A_c$  单位为  $\text{m}^2$ ,  $B_{\text{max}}$  单位为 T。

如果计算出来的匝数是小数的话, 均取大于小数的最小整数, 然后用这个匝数乘以需要的匝数比就是二次匝数。对于 MOSFET, 变压器的匝数比一般为 1:1, 而对于双极型功率晶体管, 匝数比可能要小些。

当输入的直流电压高于 100V 时, 在一次和二次绕组之间、各二次绕组之间要加聚酯薄膜。由于导线在绕制过程中, 导线的绝缘层有可能刮破, 所以不要过分相信导线的绝缘击穿电压。

### 3.5.9 开关电源变压器的绕线技术

开关电源变压器的物理绕制方法是很重要的, 它会使电源性能差别很大。好的绕制方法可以使电源性能变得非常好, 反之也可以使电源噪声很大, 性能变差。开关电源变压器与 50/60Hz 的工频变压器相比, 设计要求更为苛刻。

变压器的绕制, 主要有三个方面的因素要考虑:

1. 电源是否必须符合所有的安全规范。
2. 绕组之间耦合要好。
3. 所有绕组的漏感应尽可能小。

这些因素有些是相互影响的, 所以需要采取折中办法。

### 绕组符合安全规程

如果开关电源的输入电压峰值高于 40V，就要受到一个或多个国际安全规程组织所制订的规程约束。这些组织一般互相借鉴对方的安全规程，但设计者仍要再查看自己产品所销往的市场对这方面的要求。国际电工委员会（IEC）是这些标准的主要制订者，其标准为所有欧洲共同体的安全规程组织所采用。其余的安全规程组织，如美国 UL、加拿大标准机构（CAS）和日本的 VCCI 一起努力，在 IEC 标准的基础上采用统一的安全规程。这将使同一套标准在全世界范围都可使用。但在这套协调好后的标准被采用之前，世界上各个国家的这些标准还是有差别的。

在每个国家，不同的市场也有不同的标准。例如，电信市场与病人相关的医疗市场就有不同的安全规程要求。所以，在产品设计流程开始之前，确定产品的目标市场是非常重要的。市场的不同，也是 IEC 标准要努力协调的一部分。

在“离线式”或输入交流电压 90~260V 的开关电源中，通常使用的磁心是 E-E 磁心和从 E-E 磁心派生出来的一些磁心。这些磁心都有骨架，这使得它们制造比较容易。安全规程组织对变压器结构的要求是很明确的。爬电距离或输入绕组和输出绕组表面的距离不能小于 4mm。为了满足这个要求，变压器制造者可以在骨架中绕线区的两端放置 2mm 厚的绝缘带，把绕线绕在边沿的带子之间。这些边沿的带子在绝缘的绕组之间总共增加了 4mm 的距离。常见的符合 IEC 标准的变压器如图 3-24 所示。

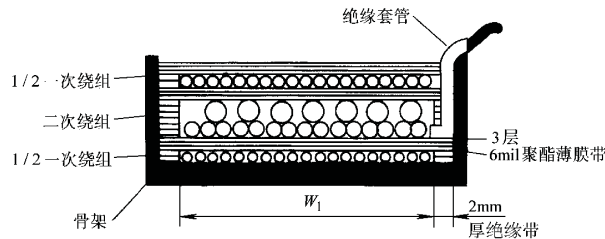


图 3-24 符合 IEC 的交错离线式变压器

导线从骨架中引出的时候也要绕上绝缘带，这也是由于标准规定导线通过这 4mm 空间时的要求。输入和输出端之间也要有 4mm 的距离，也就是它们之间的爬电距离要比这个大。这可以通过骨架上输出端模压成“固定槽”或类似的结构来实现。

输入的两个极性 [直流的正负端，H1 和 H2（或相线与零线）] 之间的爬电距离最少要有 3.2mm。

表面的电导率随着它工作时所处的环境和平均湿度的长期影响而变化。上面提到的爬电距离要随着应用场合的不同（如工业、电信等）而改变。设计者一定要参考适用的技术规范。

额外增加的绝缘带、绝缘套管和引出端距离使最后的变压器成品体积更大，成本也增加。这是由于这些都是手工操作，需要花费很多时间。

使产品符合安全规程的另一个方法是二次绕组采用三层绝缘导线。与骨架边缘加带子方法相比,用三层绝缘导线可以减小变压器的体积和漏感。三层绝缘导线有三个明显特点,增加了绝缘层数,可以直接绕在一次绕组上,在变压器内或周围是否要加聚酯薄膜是由其结构所采用的绝缘方式决定的。这类变压器如图 3-25 所示。

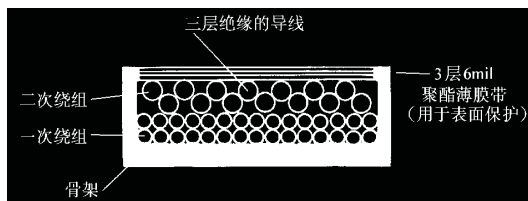


图 3-25 采用三层绝缘导线的离线式变压器

#### 低漏感的绕制方法

减小绕组漏感有多种方案和绕制技巧可选择。漏感是指没有耦合到磁心或其他绕组的可测量的电感量。它的影响就像一个独立的电感串接在绕组的引线上一样。它是导致功率开关管漏极或集电极和输出二极管阳极上的尖峰的原因。这是由于它的磁通无法被二次绕组所匝链。

对于已选定的磁心和计算好的绕组,可以根据式 (3-37) 估算漏感。

$$L_{\text{leak}} = \frac{K_1 L_m n_x^2}{100 W_1} \left( T_{\text{ins}} + \frac{b_w}{3} \right) \quad (3-37)$$

式中  $K_1$ ——对于简单的一次和二次绕组,取 3,如果二次绕组是交错在一次绕组两层之间,取 0.85;

$L_m$ ——整根绕线绕在骨架上平均每匝的长度,单位为 in;

$n_x$ ——要分析的这个绕组所包含的匝数;

$W_1$ ——绕组的宽度,单位为 in;

$T_{\text{ins}}$ ——绕线的绝缘厚度,单位为 in;

$b_w$ ——制作好的变压器所有绕组的厚度,单位为 in。

公式给出了影响绕组漏感的主要因素。变压器设计者能够控制的主要因素是选择磁心中柱长的磁心。绕组越宽,漏感就越小。把绕组的匝数控制在最少程度,对减小漏感是有帮助的,因为匝数对漏感的影响是二次方关系。另外,一次二次耦合的好坏对一次漏感也有很大的影响。这点可以从把一次绕组分成两半,二次绕组夹在中间或交错在中间的绕法中看出来。

另外一个比较麻烦的变压器寄生参数是线圈的匝间电容,这可以用分布在整个绕组各个线圈之间的小电容来表示。一次输入电压较高的变压器,绕线间的分布电容是一个问题。特别是在离线式或高输入电压的开关电源中,这个问题就更突出了。这个寄生电容是由于同一绕组邻近线圈的电位不同而引起的。式 (3-38) 表示的就是一个绕组中两匝之间存储的能量。当然,由于一个绕组的相邻匝间均存在这个能量,总能量要乘上很多倍,但这个公式说明了这些电容产生的原因。在开关转换时,这个能量就以尖峰的形式释放。

$$E_{(\text{store})} = \frac{0.0194V^2}{\ln\left(\frac{2s}{d}\right)} \quad (3-38)$$

式中  $s$ ——绕组之间的距离；单位为  $m$ ；

$d$ ——导线直径，单位为  $m$ 。

如果线圈一层接着一层来回绕，分布电容存储的能量就很大。最后，线圈间的电压差很大，甚至有可能接近绝缘击穿电压。这会得到很糟的结果。图 3-26 所示的就是三种不同的绕制方法。

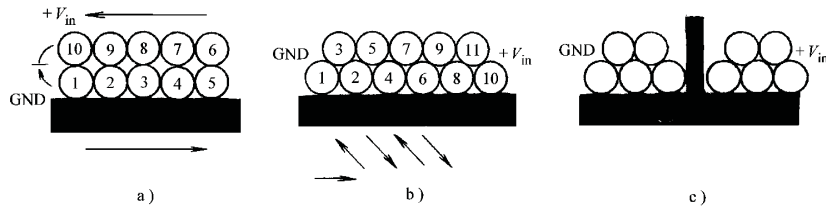


图 3-26 减小匝间电容的绕线方法  
a) 直接绕法 (差)    b) 累进式绕法 (很好)    c) 分开骨架的方法 (好)

“累进式”绕线方法就是先绕第一层的一部分，再在第一层上绕回去，形成第二层的一部分，这样交替绕制第一层线圈与第二层线圈。线圈间的最大电压就是累进的圈数的倍数。用分区骨架把原来的线圈匝数分成相等的几部分。在每一部分中，线圈间的最大电压差就只有输入电压的几分之一。

最后一种叫作 **Z 形绕法**。在第一层绕好后，把导线拉回到第一层刚开始绕线的那侧，并在第一层上绕线。它的效果介于刚开始提到的直接绕法（最差）与分段绕法和累进式绕法（最好）之间。

这些减小分布电容的绕制方法可以极大地减小导线间的绝缘压力，减小了相邻线圈间由于绝缘被击穿而产生电弧的可能性。

#### 变压器紧密耦合的绕制方法

一次与二次、二次与二次绕组的紧密耦合，是变压器设计者最理想的目标。如果耦合很差，功率信号在到达输出整流器之前就已经被延时了。输出整流器的正向恢复周期也会增加这一延时。这使得在开关转换的过渡过程中，绕组实际上没有被加载，存储在磁心的磁能就导致绕组上产生很大的尖峰。如果增加绕组的漏感和匝间分布电容中存储的能量，就会导致一些问题。

二次绕组间的相互耦合量会影响输出交叉调整性能。**交叉调整量**是指一个输出端的负载变化时，使其他输出端电压波动大小。在多输出的电源中，可以看成是其中任何一个输出端的负载变化时，所有输出端的“抗波动”量。如果交叉调整性能比较差，则对匝数比相差大，即输出高电压和低电压并存的变压器的二次侧影响特别大。设计者可以从两方面提高交叉调整性能：改善固有的交叉调整性能和从电路方面改善交叉调整性能，这部分在 3.9 节（电压负反馈）中介绍。改善固有的交叉调整性能是通过改进变压器结构方面的技术，在设计变压器时实现的。合理的电源性能通常要求在这两种方法中把交叉调整量性能最优化。



第一种方法是通过一对绞合的导线来增加绕组间的耦合。就是把两根或更多的导线绞合在一起，然后把它们同时绕到骨架上。对于 24~28 号线规的导线，大概每英寸绞 3 圈（或每厘米绞 1 圈）是比较合适的。绞得太紧，容易损坏绝缘层。这种方法保证所有的线放在相邻近的位置，所以可以提供最好的耦合效果。即使绕组的匝数不一样，绕组只有部分是绞合在一起，这种方法也有助于提高绕组间的耦合因数。

另外一种绕线技术就是多线绕组。这种绕法就是把两根或多根导线放在一起同时绕，不过并没有把这些导线绞合在一起。大部分时候它们是紧挨在一起的。

市场上有一类导线产品叫多股线，这种线把两根相互绝缘的导线粘合在一起。用这种多股线来绕绕组同样也可以达到这种效果。对变压器制造者来说，用多股线绕起来更容易。

当然，如果一次电压峰值高于 40V 时，不能用多线绕组或绞合绕组的绕制方法来同时绕一次和二次绕组。输入电压低于 AC 260V 时，安全规程机构要求一次、二次绕组之间放三层 1mil 厚的聚酯薄膜 [包括粘合剂在内，总厚度 0.006in (0.167mm)]。这会破坏这两个绕组间的耦合。为了提高一次、二次绕组之间的耦合，可以把这两个绕组交叉在一起（见图 3-24）。这种绕制方法比起只是简单地把二次绕组绕在一次绕组上的绕法，所花的劳动量更大。因此，在一次、二次绕组匝数比超过 15~20:1 的时候，推荐使用这种交错绕法。这就包括输入电压为 AC240V 或比这高而输出电压不高于 DC + 5V 的电源。从图 3-27 就可以看出，交叉绕法在输入电压 AC 480V 的离线反激式电路中的效果。

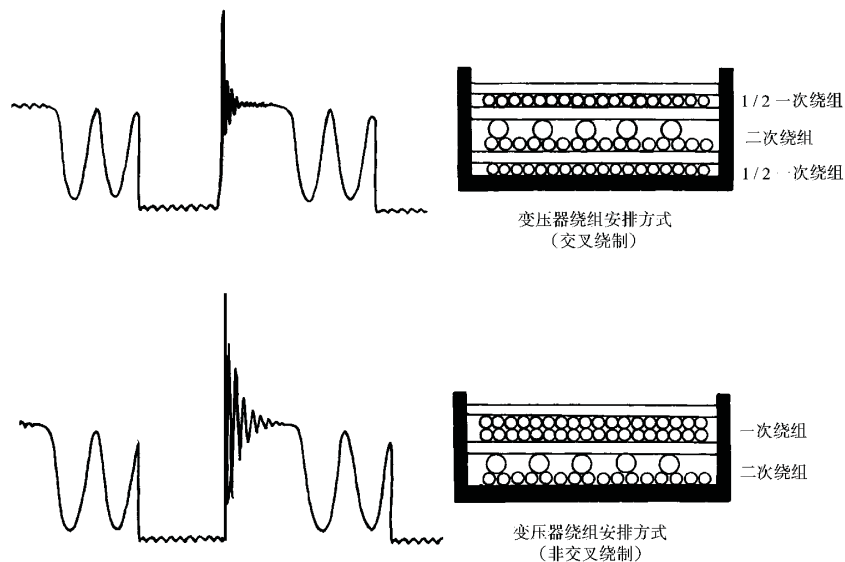


图 3-27 在离线反激式变换器中交叉绕制方法对波形的影响  
(注意尖峰的幅值和整个振荡的程度)